

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平9-93301

(43) 公開日 平成9年(1997)4月4日

(51) Int.Cl. <sup>6</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 L 27/38			H 0 4 L 27/00	G
27/22			27/22	C

審査請求 有 請求項の数13 O L (全 7 頁)

(21) 出願番号 特願平7-246196

(22) 出願日 平成7年(1995)9月25日

(71) 出願人 000004237

日本電気株式会社

東京都港区芝五丁目7番1号

(72) 発明者 パシッチ ドブリッツァ

東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株

式会社内

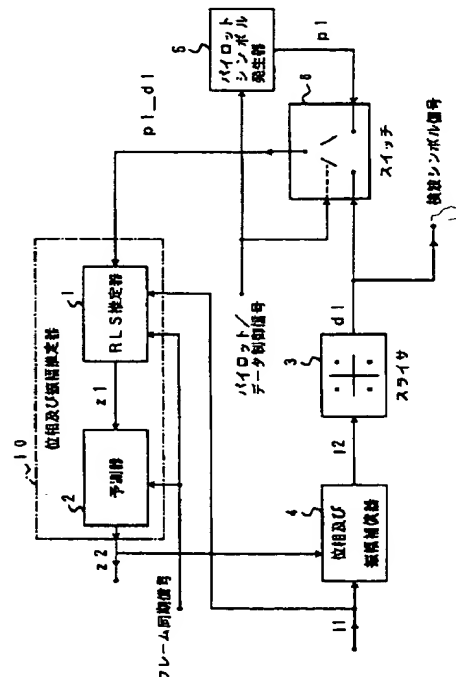
(74) 代理人 弁理士 後藤 洋介 (外2名)

(54) 【発明の名称】 キャリア同期ユニット及び同期方法

## (57) 【要約】

【課題】 電力効率の問題を考慮したときに、周波数帯域が平坦なフェージングチャンネルにおける同期検波は、非同期検波に対して有利である。しかしながら、同期検波に必要なキャリア再生は、フェージングチャンネルの時間的な変動による特性の影響を蒙ることになる。本発明は、キャリア同期のための新規で改良されたキャリア同期ユニット及び同期方法を提案する。

【解決手段】 R L S位相及び振幅推定とキャリア同期決定指示における予測とが組み合わされる。R L S位相及び振幅推定と予測とを組み合わせることで、追尾遅延の問題は克服され、キャリア追尾能力の改善と全体的なB E R受信性能の改善とがもたらされる。



BEST AVAILABLE COPY

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 フェージングに起因する歪の位相及び振幅を推定する歪推定手段と、  
前記歪を補償する手段と、  
同期シンボル検波する手段と、  
前記歪の位相及び振幅推定手段を周期的にトレーニングする手段とを具備してなり、  
キャリア同期の決定、指示に位相及び振幅推定が使用されることを特徴とするキャリア同期ユニット。

【請求項 2】 前記歪推定手段は、  
フェージングに起因する歪の位相及び振幅を RLS アルゴリズムに基づき、推定する RLS 位相及び振幅推定手段と、  
前記 RLS 位相及び振幅推定手段に操作可能に結合され、歪を受ける後続の複数 (n) シンボルを予測する予測手段とを具備する、  
ことを特徴とする請求項 1 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 3】 前記 RLS 位相及び振幅推定手段は、時間平均重み付け二乗誤差を最小化する RLS 適応アルゴリズムを用いることで決定指示系の受信信号から位相及び振幅を取り出す、  
ことを特徴とする請求項 2 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 4】 周期的に挿入された既知にシンボルによってあらわされるパイロットシンボルをトレーニングに用い、決定指示処理における停止状態を回避する手段をさらに具備する、  
ことを特徴とする請求項 3 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 5】 前記予測手段は、前記 RLS 位相及び振幅推定手段からの現在及び過去の歪の推定値を用い、歪を受ける将来の複数 (n) シンボルを予測し、該予測がモリソンの最小二乗フェージング記憶予測アルゴリズムに基づいて行われる、  
ことを特徴とする請求項 4 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 6】 前記フェージング記憶予測手段は、追尾遅延を補償するために前記 RLS 位相及び振幅推定手段を用いて、n ステップの予測を実行する、  
ことを特徴とする請求項 5 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 7】 前記歪補償手段は、前記位相及び振幅推定手段の出力に操作可能に結合されて受信信号の位相及び振幅補償に対して応答する手段を備えている、  
ことを特徴とする請求項 1 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 8】 前記同期シンボル検波手段は、位相及び振幅補償された受信信号を用いてシンボル検波を行う手段を具備しており、キャリア同期を決定、指示する際、

同期検波されたシンボルを、歪の位相及び振幅推定に用いる、

ことを特徴とする請求項 1 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 9】 前記 RLS 位相及び振幅推定手段は、トレーニング期間中に歪の推定値を迅速に補正する手段をさらに具備しており、推定値補正は、RLS 位相及び振幅推定手段の記憶リセットによりなされ、RLS 推定手段の内部記憶を零にセットすることにより、その後の推定値に用いる過去に受信したサンプルの影響を無効とし、推定処理を高速化する、  
ことを特徴とする請求項 3 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 10】 フェージング記憶予測手段は、トレーニング期間中に更新された推定値を用いて予測処理を再開する手段をさらに具備する、  
ことを特徴とする請求項 5 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 11】 周期的なトレーニング手段は、パイロットシンボルを生成する手段と、  
フレームを構成する処理の際に、パイロットシンボルと検波シンボルとを多重化する手段とを具備しており、  
これによって、受信機におけるフレーム同期が行われる、  
ことを特徴とする請求項 5 記載のキャリア同期ユニット。

【請求項 12】 既知のパイロットシンボルと検波シンボルとが多重化された信号を受信信号として受け、当該受信信号によりフェージングによる歪を補正すると共に、同期検波を行うことを特徴とするキャリア同期方法。

【請求項 13】 検波シンボルとパイロットシンボルとの比が 1/5 を越えていることを特徴とする請求項 12 記載のキャリア同期方法。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、セルラ電話システムに関し、特に、周波数非選択性フェージングチャンネル間での同期検波通信システムにおけるキャリア同期ユニット及び方法に関する。

【0002】

【従来の技術】同期検波方式は、差動同期或いは非同期方式に比べ電力効率の点で優れている。しかしながら、同期検波に必要なキャリア再生は、フェージングを受けたチャンネルの時間的な変動によって影響を受ける。このため、デジタル通信システムにおける同期検波によってもたらされる電力効率は、受信機にキャリア同期ユニットが付設されているときのみ改善される。

【0003】急速なフェージングに関する問題を解決することは、デジタルの移動体通信において重要であ

る。これまで、装置への配慮や、確固たる位相予測アルゴリズムが内といった理由で、フェージングを受けるチャンネルに対しては、差動同期検波や他の非同期技法が伝統的に用いられてきた。

【0004】このように、フェージングを受けた場合にも、同期復調に近いものが達成されるならば、相当な性能改善が達成できる。この場合、複雑なフェージング歪を良好に推定することは、同期にも好結果をもたらすものと考えられる。

【0005】本質的に同期受信を行うM-PSKやM-QAMのような線形変調システムは、非常に好ましい通信システムを形成できる。非同期検波に対する同期検波の電力に関する利点は、チャンネル符号化又は共通チャンネル干渉を考慮したときに現実的に高まる。しかしながら、チャンネルがレイリーフェージング(Rayleigh fading)によって妨害され、チャンネル位相が急速に変動しているときは、受信信号から位相を抽出する効率的なキャリア同期技法が同期復調の際に使用されるべきである。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】RLS(逐次形最小二乗)適応アルゴリズム用の重み付け係数は、マルチプリカティブ歪(以下、単に、歪と呼ぶ)推定におけるノイズの影響を低減するため1に近いものでなくてはならない。重み付け係数が大きくなればなるほど、付随的なノイズの影響は小さいものとなるが、歪の変化への応答速度は遅くなる。重み付け係数が大きくなればなるほど、RLS推定器の収束は遅くなり、そのことが結果的には推定における追尾遅延(トラッキング遅延)を招くことになる。この追尾遅延は、同期決定、指示、即ち、同期の確立にとっては決定的であり、この遅延がバーストエラーをも生じさせる。

【0007】フェージングによって、複素数で表された歪の両成分が同時に小さくなると、それらが振幅を深く下げ、且つ、大きな位相変化を生じさせる。そうした急速な位相変動は、同期確立システムのような位相追尾システムにとって困難をもたらす。この場合の追尾遅延は、決定されたシンボルにエラーを引き起こし、推定用にこれらの誤ったシンボルを用いることで、推定をさらに劣化させ、そのことが同期ユニットの位相誤差を生じさせると共に、停止状態へと導く。

【0008】本発明の目的は、RLS推定追尾遅延の影響を低減できるキャリア同期ユニットを提供することである。

【0009】本発明の他の目的は、追尾遅延を低減させることにより優れた性能を有する受信機を提供することである。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明は、キャリア同期用の新規で改良された装置及び方法を提案する。

【0011】本発明は、RLS(逐次形最小二乗)法による位相及び振幅推定と、キャリア同期の決定、指示(即ち、キャリア同期の確立)の際における予測とを組み合わせたものである。

【0012】本発明では、受信信号とベースバンドとを混合するために、自走発振器を用いることにより、開ループ構造内のキャリア同期用に用いることができ、深いフェージングが生じている間にPLLの能力衰退を回避することができる。この方法は停止(ハングアップ)現象を最小化し、好結果をもたらす高い可能性をもって急速な位相獲得を可能にする。

【0013】最小二乗法によるフェージング記憶曲線を適合させ、外挿することによる予測をRLS推定と組み合わせることにより、追尾遅延効果を低減することができる。これによって、BER(ビット誤り率)受信機性能の改良をもたらす。予測器は、現在及び過去の歪推定値を用いて、歪を受ける後続する将来の $n$ シンボルを予測する。RLS適応アルゴリズムにおける大きな重み付け係数を用いることにより、歪推定におけるノイズの影響を大いに低減することができる。これらのノイズを伴わない推定は予測に用いられ、これにより予測処理におけるノイズの増加はそれほど高くはなく、無視できる。

【0014】追尾遅延の問題は、フェージング記憶予測システムを組み込むことにより克服されており、そのことでキャリア追尾能力と全体としての受信機性能が改善される。

【0015】

【発明の実施の形態】次に、本発明の一実施の形態を図面を参照して説明する。ここでは、本発明の理解を容易にするために、図面をまず簡単に説明しておく。

【0016】図1は、RLS位相及び振幅推定とキャリア同期確立とを組み合わせたキャリア同期ユニットのブロック図を例示する図であり、図1に示された同期確立ユニットは、RLS位相及び振幅推定と、キャリア再生用の予測とを組み合わせた動作を行う。

【0017】複素数であらわされるベースバンド線形変調受信信号である $i1$ は、フェージングによる歪を推定するのに用いられる。時間的に変動する歪の同期及び直交成分( $I/Q$ )は、低域濾波処理を受けたものであり、歪 $I/Q$ を推定するのに役立つ。フェージングに起因する歪の $I/Q$ 成分の低域濾波特性は、地上移動体通信、航空通信、衛星通信のための多くの物理的計測において立証されてきた。

【0018】本発明では、位相及び振幅推定は、歪の $I/Q$ 成分を推定することにより実行される。伝搬される振幅情報、複素歪の大きさは、コストの上昇なく精緻な自動利得制御(AGC)に用いることができる。ダイバシティ受信と、最大レシオとを組み合わせることは、このキャリア同期ユニットを用いることにより簡単に実現できる。これは、このユニットがチャンネル利得の最適

推定をもたらすからである。

【0019】次に、図2を参照すると、送信機から送信される伝送フレーム構造が示されている。ここで、送信機は、既知のシンボルからなるパイロットシンボルを周期的に挿入し、本発明に係る受信機側のキャリア同期ユニットは、それらのシンボルを位相及び振幅推定処理におけるトレーニングに用いる。この伝送フレーム構造は、図2に示されているように、M個のパイロットシンボル、続いてN個のデータシンボル、次にM個の新たなパイロットシンボルが、順次、送信機から送信されている。NとMの比N/Mが15を越えるものを用いることができ、これにより既知のシンボル挿入に基づく損失は無視することができる。これらのパイロットシンボルは、トレーニング期間中の位相及び振幅推定値を補正することによって、位相誤差が発生した後における回復を手助けする。深いフェージングに起因するか、もしくは付随的なノイズに起因して、位相基準のジャンプが発生することがあるが、それはパイロットシンボルを用いて補正することができる。補正は、最低誤差を抑圧し、多値レベル変調を可能にする。しかしながら、伝送パルス形状又は平均電力比に対して何等の変化も生じさせないから、送信機や受信機の複雑さが増すことは一切ない。

【0020】図1に戻ると、位相及び振幅推定器10は、検波シンボルd1と既知のパイロットシンボルp1とを用いて受信信号i1から位相及び振幅推定値を取り出す。図示された位相及び振幅推定器10は、RLS位相及び振幅推定器1と予測器2とを組み合わせたものである。

【0021】図1において、RLS位相及び振幅推定器1に接続されたスイッチ6は、検波シンボルd1又は既知のパイロットシンボルp1を選択する。ここでは、フレーム同期が取れていると仮定されており、これにより局部パイロットシンボル発生器5とスイッチ6とは、共にフレームに同期して動作する。

【0022】図3を参照すると、RLS位相及び振幅推定器1の一部が図示されている。図3に示されたシンボル系列p1\_\_d1は、検波シンボルd1及びパイロットシンボルp1とを時分割多重することによって形成される。形成されたシンボル系列d1\_\_p1と受信信号i1は、歪推定値z1のための入力として用いられる。シンボルd1、p1に歪推定値z1を乗算することにより、受信信号i1の推定値i3が生成される。誤差信号e1は、図3に示すように、受信信号推定値i3を受信信号i1から減算することにより計算され、RLS計算回路(図示せず)に送出される。

【0023】ここで、RLS計算回路は、RLS適応アルゴリズムを用いることにより、シンボル系列d1\_\_p1と受信信号i1とから歪z1を推定すると共に、時間平均重み付け二乗誤差e1を最小化する。このように、歪z1は、受信信号i1とその推定信号i3との間の重

み付け最小二乗誤差を最小化するRLS適応アルゴリズムを用いて計算される。

【0024】いかなる誤差に付された重みも、誤差の経過時間とともに指数関数的に低減され、これによりアルゴリズムは、数1であらわされる二乗誤差を最小化する。

【0025】

【数1】

$$\sum_{t=0}^T |e_1(t)|^2 W^{T-t} \quad (0 < W < 1)$$

但し、数1においてWはRLS適応アルゴリズム用の重み付け係数である。

【0026】重み付け係数Wが大きくなればなるほど、付随的なノイズの歪推定値z1に及ぼす影響は小さくなるが、歪における変化に対する歪推定値z1の応答速度は遅くなる。RLS推定用により大きな重み付け係数を用いることは、結果的にz1の推定における追尾遅延を招く。シンボルは正規のサンプリング時点でサンプルされており、且つ、受信信号には、シンボル間干渉はないものと、仮定されている。

【0027】ベースバンド受信信号i1は、シンボルごとに時刻{iT}において一度だけサンプリングされ、RLS推定器1により歪推定用に用いられるサンプル値{r1i}を与える。RLS推定器1は、時刻t=iTにおいて複素数の推定値r1iの系列を出力する。ただし、Tはシンボル期間である。

【0028】図1の予測器2は、現在及び過去の歪推定値z1を用い、歪z2すなわち将来におけるnシンボルを予測する。予測は、モリソンの最小二乗フェージング記憶予測アルゴリズムに基づくものである。

【0029】推定値z1の系列を用いることにより、予測器2は歪の第nステップの予測値z2i+n,iを形成する。第nステップの予測値z2i+n,iを形成するため、モリソンの度数1の最小二乗フェージング記憶予測アルゴリズムを適用し、z1i, z1i-1, z1i-2, ...を推定することにより、予測器2はまず第1ステップの予測値z2i+1,iを決定しなければならない。予測器2は、次の数2、数3、数4、及び数5にしたがって複素数値を算定する。

【0030】

【数2】

$$d_1 = z_{1i} - z_{2i-1,i-1}$$

【0031】

【数3】

$$z_{2i+1,i} = z_{2i,i} + (1-Q)^2 d_1$$

【0032】

【数4】

$$z_{i+1,i}^2 = z_{i,i-1}^2 + z_{i+1,i}'^2 + (1-Q)^2 d_i$$

【0033】

【数5】

$$z_{i+n,i}^2 = z_{i+1,i}^2 + (n-1) z_{i+1,i}'^2$$

ここで、数3であらわされた  $z_{i+1,i}'^2$  は、 $z_{i+1,i}$  と  $z_{i,i}$  との差の予測値であり、それ故に、 $i$  に対する  $z_{i,i}$  の変化率となる。アルゴリズムは、 $z_{i,i} - z_{i-1,i-1}$  が、 $i$  の数個の隣接値に亘って  $i$  に対して実効的には不変であることを仮定している。 $Q$  は、予測アルゴリズムの記憶係数であり、0 から 1 までの通常は 1 に近い実数の定数である。

【0034】図4は、図1に示された予測器2の具体的な構成例を示す回路図であり、この図においても、予測器2はモリソン (Morrison) の最小二乗フェージング記憶予測アルゴリズムに基づいて、現在及び過去の歪推定値を用いて将来における歪を予測する。

【0035】より具体的に言えば、図4に示された予測器2は、数2～数5を用いた計算を実行する回路であり、数2の計算は、減算器201により実行される。乗算器、加算器、及び1サンプル遅延器によってそれぞれ構成されるブロック202、203、204は、数3の計算に用いられ、また、数4の計算は、ブロック205、206、207、208により実行される。最後に、数5の計算は、ブロック209、210により行われる。

【0036】尚、図示された回路は、最初に受信したサンプル  $z_{i,i}$  において予測処理を開始するため、予測器は、次の数6によって示された値が設定されている。

【0037】

【数6】

$$z_{1,0}^2 = z_{1,0} \cdot z_{1,0}'^2 = 0$$

一方、時刻  $kT$  において予測を再開させるため、予測器は、次の数7の値を設定している。

【0038】

【数7】

$$z_{k,k-1}^2 = z_{k-1,k-1} \cdot z_{k,k-1}'^2 = 0$$

RLS 推定処理を再開するため、図1のRLS推定器1は、内部記憶値を零にセットされる。結果的に、その後の推定値に対する過去に受信したサンプルの影響を無効とする。

【0039】深いフェージングとノイズとが歪とその推定値との間に差異をもたらし、そのことが決定誤差を招く。キャリア同期決定の際に、これらの誤差は、推定に影響を及ぼし、そのことで同期ユニットはハングアップ (停止) 状態に陥ることがある。これらの欠点を克服するため、既知のパイロットシンボルが図2に示したように位相及び振幅推定器のトレーニング用に用いられる。トレーニング期間中、同期ユニットはハングアップから

回復し正確な推定を開始する。挿入されたパイロットシンボルに起因する損失を最小化するため、トレーニング期間ごとに数種のパイロットシンボルだけが用いられる。

【0040】推定におけるノイズを抑圧するために大きなRLS重み付け係数を用いると、過去のサンプルがRLS推定に大きく影響するため、ハングアップからの回復と推定補正がトレーニング期間中にできなくなってしまう。トレーニング期間中の推定処理を迅速化するため、RLS推定処理の再開は各トレーニング期間の最初に内部記憶をリセットすることでなされる。トレーニング期間の最後において、推定処理の再開は、数6、数7に特定したように、プリセット用に最新の推定値を用いることでなされねばならない。

【0041】図1の補償器4は、推定されかつ予測された歪  $z_2$  を受信信号  $i_1$  の位相及び振幅補償用に用いる。補償器4は、受信信号  $i_1$  に複素数値  $1/z_2$  を乗算する。補償された信号  $i_2$  を用いることにより、スライサ3は決定を行い、検波シンボル  $d_1$  を出力する。同期確立方法により、同期検波されたシンボル  $d_1$  は周波数非選択性フェージングチャンネル内の歪の位相及び振幅推定に用いられる。受信機が妥当な低エラーレート状態で作動していると仮定することで、検波シンボル  $d_1$  は歪の推定処理に十分に用いることができる。このシンボル検波は、ここでは歪の推定のために必要であり、必ずしも受信機の実際の検波処理と同一である必要はない。信号  $i_1$ 、 $i_2$ 、 $d_1$ 、 $p_1$ 、 $d_1$ 、 $z_1$ 、 $z_2$  は、 $1/Q$  直交成分をもった複素数値信号である。すべての処理は、シンボルレートで行われる。時刻  $t$  における各信号のサンプルは、インデックス  $i$  によってあらわされ、 $T$  がシンボル期間である。

【0042】

【発明の効果】このように、本発明によれば、最小二乗フェージング記憶曲線への適合又は外挿に基づく予測と、RLS推定と組み合わせることにより、追尾遅延を低減することができ、そのことでBER性能が改善される結果となる。提案されたキャリア再生方法は、デコーダ用にチャンネル品質情報を抽出する可能性を伴って、ハングアップ現象を最小化する。このため、本発明は、デジタル装置に適しており、したがって、近年における通信システム内の受信機のデジタル化要求に合致するものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】RLS位相及び振幅推定とキャリア同期確立システムとを組み合わせた本発明に係るキャリア同期ユニットのブロック図である。

【図2】本発明に係るキャリア同期ユニットにおいて受信されるトレーニング用の受信信号の例を示す図である。

【図3】位相及び振幅推定処理の一部の動作を行う回路

部分を説明する図である。

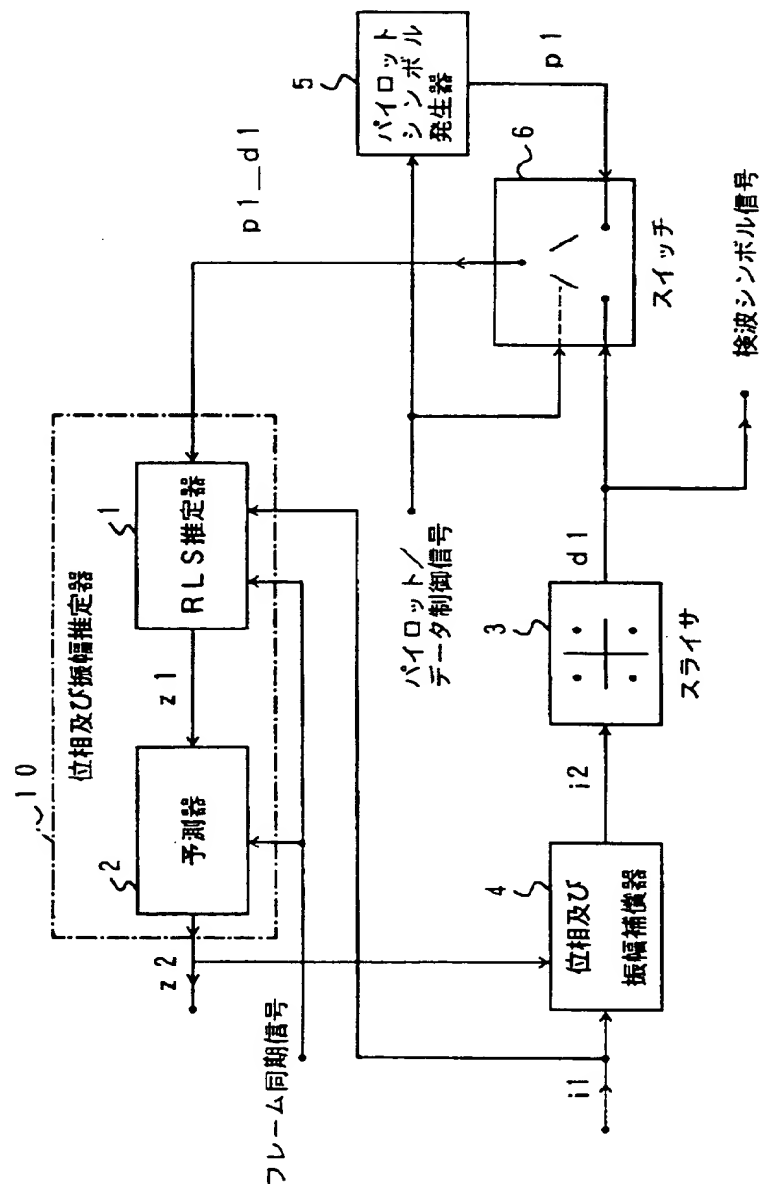
【図4】予測処理のための計算方法を実行する予測器を示す回路図である。

【符号の説明】

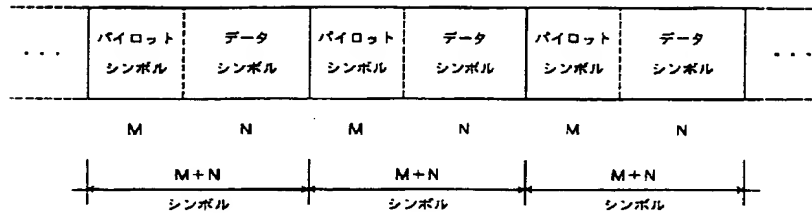
- 1 RLS推定器
- 2 予測器
- 3 スライサ
- 4 位相及び振幅補償器

- 5 パイロットシンボル発生器
- 6 スイッチ
- 10 位相及び振幅推定器
- 101, 202, 205, 209 乗算器
- 102, 203, 206, 207, 210 加算器
- 201 減算器
- 204, 208 1サンプル遅延器

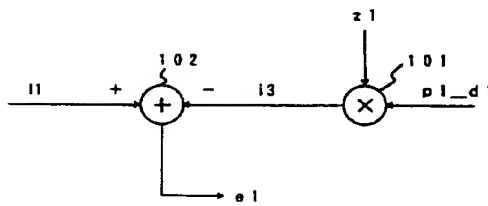
【図1】



【図 2】



【図 3】



【図 4】

